

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Übersetzung der
europäischen Patentschrift

87 EP 0 774 125 B 1

10 DE 695 05 540 T 2

51 Int. Cl.⁶:
G 01 R 31/28
G 01 R 27/28
G 01 R 35/00

21	Deutsches Aktenzeichen:	695 05 540.2
86	PCT-Aktenzeichen:	PCT/GB95/01864
86	Europäisches Aktenzeichen:	95 927 859.9
87	PCT-Veröffentlichungs-Nr.:	WO 96/04563
86	PCT-Anmeldetag:	4. 8. 95
87	Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung:	15. 2. 96
87	Erstveröffentlichung durch das EPA:	21. 5. 97
87	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	21. 10. 98
47	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	11. 3. 99

30 Unionspriorität:
9415923 04. 08. 94 GB

73 Patentinhaber:
Secretary of State for Trade and Industry, London,
GB

74 Vertreter:
Schwabe, Sandmair, Marx, 81677 München

84 Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, IT, SE

72 Erfinder:
GALLOP, John, Charles, Hampton Wick KT1 4HS,
GB; LANGHAM, Conway, David, Teddington TW11
OLR, GB

54 VERFAHREN UND GERÄT ZUR BESTIMMUNG VON KENNLINIEN

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 695 05 540 T 2

95 927 859.9

EP 0 774 125

Diese Erfindung betrifft generell ein Verfahren zur Bestimmung einer Antwort- bzw. Ansprech Eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellenbauelementes und betrifft ein analoges Gerät. Speziell betrifft die Erfindung ein Gerät, das Mikrowellenresonatoren gemeinsam mit einem Präzisions-Zeitsteuergerät umfaßt, und Verfahren zur Verwendung von diesem zur Kalibration der Amplitudenantwort bzw. des Amplitudengangs in Mikrowellenausrüstungen und Mikrowellenbauelementen.

Es besteht die Anforderung nach einer Kalibrierung der Amplitudenantwort bzw. des Amplitudengangs von Meßgeräten und Bauelementen zur Verwendung im Mikrowellenbereich des elektromagnetischen Spektrums (d.h. vorzugsweise im Frequenzbereich 1 bis 300 oder sogar 1000 GHz). In solchen Geräten und Bauelementen kann das Ausgangssignal von einem Eingangssignal abgeschwächt oder verstärkt werden und man muß das Verhältnis von Ausgangssignal zu Eingangssignal (die Verstärkung oder Dämpfung) genau kennen.

Allgemeine Verfahren zur Messung einer Dämpfung werden von F.L. Warner in "Microwave Attenuation Measurement" (veröffentlicht von Peter Peregrinus, London 1977) beschrieben.

Präzisionsnormalmaße einer Mikrowellendämpfung werden traditionell von Widerstandsverhältnissen abgeleitet, die sorgfältig ausgelegt werden, so daß sie frequenzunabhängig sind. Auf der höchsten Präzisionsebene können solche Verhältnisse mit dem nationalen Normalmaß (National Standard) verglichen werden. Eine Vielzahl von Verfahren wird für nationale Normalmaße für die Mikrowellendämpfung verwendet und ein Überblick über diese wird von H.Bayer et al. "Attenuation and

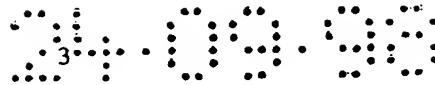
Ratio-National Standards, Proc. IEEE 42, Seite 46, 1986 gegeben. Das britische Hauptnormalmaß basiert augenblicklich auf einer Wellenleiter-Kalibriervorrichtung jenseits der Abschneidefrequenz (cut-off) (siehe : R.W. Yell, "Development of a High Precision Waveguide Beyond Cut-off Attenuator", CPEM Digest 1972, Seiten 108-110). In solchen Normalmaßen wird die Mikrowellenfrequenz oftmals in einem linearen Mischer auf eine niedrigere Zwischenfrequenz (IF) abwärts gewandelt und Messungen erfolgen bei der IF mit einer sehr präzisen mechanischen Vorrichtung. Eine solche Vorrichtung ist für eine Kalibration mit hoher Auflösung geeignet, beispielsweise bis 0,0002 dB in 100 dB mit einer Genauigkeit von 0,01 dB in 10dB, ist aber kompliziert und kostspielig herzustellen. Ein gemeinsames Merkmal von bekannten Kalibrationsverfahren besteht darin, daß diese die Antwort des im Test befindlichen Geräts im Gleichgewichtszustand kalibrieren.

Die hierin beschriebene Erfindung verwendet vorzugsweise Mikrowellenresonatoren mit großem Q, wobei Q gegeben ist durch:

$$Q_1 = f_0 / \Delta f$$

Wobei Q_1 der belastete Q des Resonators ist, f_0 die Resonanzfrequenz des Resonators und Δf die Bandbreite der Resonanz bei den Punkten mit halber Leistung (3 dB) darstellt. Ein "großes" Q im Sinne dieser Erfindung ist $Q > 10^4$, 10^5 oder 10^6 . Seit 1995 können in der Praxis Q's bis zu 10^{11} erreicht werden. Typische im Stand der Technik bekannte Resonatoren umfassen dielektrische Resonatoren (siehe: D.G. Blair et al. "High Q Microwave Properties of a Sapphire Ring Resonator", J.Phys. D: Applied Physics, Band 15, Seiten 1651, 1982) und supraleitende Resonatoren (siehe: V.B. Braginskii et al. "The Properties of Superconducting Resonators on Sapphire", IEEE Trans. On Magn., Band 17, Seite 955, 1981, und C.D. Langham and J.C. Gallop, "High Stability Cryogenic Sapphire Dielectric Resonator", IEEE Trans. Instrum. And Meas., 42, Seite 96, 1993).

Supraleitende Resonatoren, die aus Tieftemperatur Supraleitermaterialien (LTSC) hergestellt sind, können Q's im Bereich 10^6 bis 10^{11} zeigen, aber solche Geräte müssen bei tiefen Temperaturen betrieben werden, typischerweise kleiner als 4,2K (-269°C),



wobei flüssiges Helium als Kühlmittel verwendet wird.

Die Entwicklung von Hochtemperatursupraleiter-(HTSC)Oxidmaterialien hat die Herstellung von Resonatoren mit großem Q ($Q > 10^6$) aus diesen Materialien ermöglicht, die bei 77K (-196°C) unter Verwendung von flüssigem Stickstoff als Kühlmittel betrieben werden können. Verschiedene Designs von Resonatoren sind bekannt (siehe: S.J. Fiedziusko et al. Europäische Patentanmeldung (EPA) 0 496 512 A1, K. Higaki et al. EPA 0 522 515 A1 und EPA 0 516 145, und Z-Y Shen, PCT Anmeldung PCT/US92/09636), wobei verschiedene Anordnungen eingesetzt werden, um den bestmöglichen Nutzen aus den Eigenschaften von HTSC-Materialien zu ziehen.

Eine Druckschrift, die all die im Oberbegriff der Patentansprüche 1 und 6 genannten Merkmale offenbart, stellt der Artikel "Characterization and Modeling of Thick-Film Components for Hybrid Microwave-Integrated Circuits" von Munawar Ahmad et al, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Band IM-34, Nr. 4, Dezember 1985, NY, USA" dar.

Es ist ein Ziel der vorliegenden Erfindung, die Probleme zu überwinden, denen man im Stand der Technik begegnet, und insbesondere den bekannten Abfall von Strahlung in einem Mikrowellenresonator mit großem Q gemeinsam mit einer Präzisions-Zeitgebervorrichtung einzusetzen, um die Amplitudenantwort bzw. den Amplitudengang eines Mikrowellengerätes oder von Bauelementen unter Testbedingungen zu messen.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird ein Verfahren zur Bestimmung der Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellenbauelementes geschaffen, umfassend die Kopplung eines Mikrowellenresonators an ein Gerät, das Belasten bzw. Laden des Resonators mit Mikrowellenstrahlung, die Überwachung des zeitlichen Abfalls der Leistung des Resonators und die Bestimmung der Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie des Geräts in Abhängigkeit von dem gemessenen Zeitabfall.

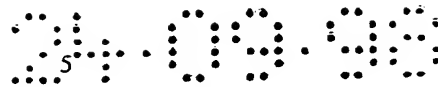
Wie hierin verwendet, bezeichnet der Ausdruck "Mikrowellengerät" gemeinhin

jegliche Art von Mikrowellengerät oder Bauelement bzw. Mikrowellenbauelement, wie beispielsweise Mikrowellen-Spektrumanalysatoren, Mikrowellenverstärker, Mikrowellensignalgeneratoren oder einfachere Bauelemente, wie beispielsweise Widerstände und dergleichen. Die Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie eines Widerstands würde typischerweise den Spannungsabfall über den Widerstand darstellen.

Der Resonator kann entweder vor oder nach seiner Belastung bzw. Ladung mit Mikrowellenstrahlung an das Gerät gekoppelt werden. Falls dies davor erfolgt, dann würde sowohl der Resonator als auch das Gerät mit der Strahlung vor dem Meß- bzw. Überwachungsschritt belastet werden. Man wird es zu schätzen wissen, daß dies für gewöhnlich nicht den in Frage stehenden Test beeinträchtigen würde, weil die Fähigkeit des im Test befindlichen Geräts, Mikrowellenenergie zu speichern, unweigerlich vernachlässigbar wäre.

Aus dem Vorgenannten wird man verstehen, daß die vorliegende Erfindung vorzugsweise ein Verfahren zur Messung oder Kalibrierung der Amplitudenantwort bzw. des Amplitudengangs eines Mikrowellengeräts oder von Mikrowellenbauelementen schafft, wobei ein genaues Synchronisierungsmittel zum Überwachen des Zeitabfalls von Leistung in einem mit Mikrowellenstrahlung belasteten oder gefüllten Mikrowellenresonator verwendet wird, wenn eine solche Strahlung durch das im Test befindliche Gerät oder Bauelement gelangt ist, und wobei der beobachtete Zeitabfall mit dem bekannten Zeitabfall von Strahlung in einem mit Strahlung belasteten Mikrowellenresonator verglichen wird.

Die vorliegende Erfindung schafft vorzugsweise auch ein Verfahren zur Kalibrierung einer Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellengeräts, umfassend das Bereitstellen eines Mikrowellenresonators, der mit dem Gerät gekoppelt ist, das Füllen bzw. Laden des Resonators mit Mikrowellenstrahlung, eine Überwachung des Zeitabfalls von Leistung von dem Resonator in dem Gerät oder wie in dem Gerät angezeigt, und den Vergleich des beobachteten Zeitabfalls mit dem bekannten Zeitabfall von Strahlung in dem Mikrowellenresonator, wenn dieser mit Strahlung gefüllt ist, jedoch in Abwesenheit des Gerätes.



Ein grundlegendes Merkmal, das den bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung zugrundeliegt, besteht darin, daß die bekannte Eigenschaft bzw. Kennlinie der Strahlung in einer Mikrowellenkavität ausgenutzt wird, nämlich daß die Strahlung exponentiell abfällt, um Abweichungen vom Ideal einer Amplitudenantwort im Testgerät darzustellen bzw. zu plotten. Dies geschieht durch Vergleich des Zeitabfalls der Strahlung, die durch das Testgerät gelangt ist, wobei der genau bekannte exponentielle Abfall von Strahlung in einem offenliegenden bzw. reflektorlosen Resonator verglichen wird. Häufig wird die Leistung, die eine schwer zu messende Größe darstellt, tatsächlich unmittelbar in Ausdrücken der Zeit berechnet, die eine bedeutend leichter zu messende Größe darstellt.

Der Abfall bzw. das Abklingen der Strahlung ist vorteilhafterweise ausreichend lang, so daß eine Synchronisation mit ausreichender Genauigkeit vorgenommen werden kann. Weil Zeitgeber verfügbar sind, die mit einer Genauigkeit im Nanosekunden-Bereich messen können, impliziert dies die Verwendung eines Resonators mit großem Q.

Vorzugsweise wird der Resonator aus supraleitendem Material hergestellt und bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungs-Übergangstemperatur betrieben.

Vorzugsweise weist das supraleitende Material eine Übergangstemperatur oberhalb von 30 oder 60K auf, vorzugsweise oberhalb von 70 oder sogar 80K.

Vorzugsweise wird der Resonator bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungs-Übergangstemperatur gehalten, wobei eine Kühlvorrichtung mit geschlossenem Kreislauf eingesetzt wird.

Vorzugsweise umfaßt der Resonator ein dielektrisches Material. Wie hierin verwendet, bezeichnet der Ausdruck "umfaßt" unter anderem "beinhaltet" oder "enthält".

Vorzugsweise wird eine Mikrowellenquelle bzw. eine Mikrowellengenerator zum Laden bzw. Füllen des Resonators mit Mikrowellenstrahlung bereitgestellt. Alternativ (oder zusätzlich) kann ein Verstärker bereitgestellt werden, der mit dem Resonator

gekoppelt ist, um Leistung in dem Resonator zu verstärken. Der vorgenannte Fall, bei dem eine "externe" Mikrowellenquelle verwendet wird, kann in der Praxis vergleichsweise einfach jedoch vergleichsweise kostspielig zu realisieren sein. Der letztgenannte Fall, der auf dem Schleifenzillator-Prinzip betrieben werden kann, kann effektiv den Resonator selbst als die Mikrowellenquelle verwenden. Dies kann vergleichsweise billig jedoch vergleichsweise kompliziert zu realisieren sein.

Die vorliegende Erfindung erstreckt sich auf eine Vorrichtung zur Bestimmung einer Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellengerätes, umfassend einen Mikrowellenresonator, Mittel zum Koppeln des Resonators mit dem Gerät, Mittel zum Füllen bzw. Belasten des Resonators mit Mikrowellenstrahlung, Mittel zur Überwachung des zeitlichen Abfalls von Leistung aus dem Resonator, und Mittel zur Bestimmung der Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie des Geräts in Abhängigkeit von dem überwachten zeitlichen Abfall.

Geräte-merkmale, die analog zu den vorstehenden Merkmalen des Verfahrens sind, werden ebenfalls bereitgestellt.

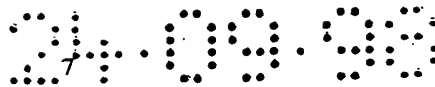
Folglich umfaßt der Resonator vorzugsweise ein supraleitendes Material und ist die Vorrichtung angepaßt, daß sie den Resonator bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungs-Übergangstemperatur betreibt.

Vorzugsweise hat das supraleitende Material eine Übergangstemperatur oberhalb von 60K.

Vorzugsweise umfaßt die Vorrichtung außerdem eine Kühlvorrichtung mit geschlossenem Zyklus, um den Resonator bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungs-Übergangstemperatur zu halten.

Vorzugsweise umfaßt der Resonator ein dielektrisches Material.

Vorzugsweise umfaßt die Vorrichtung eine Mikrowellenquelle zum Füllen bzw. Belasten des Resonators mit Mikrowellenstrahlung.



Vorzugsweise umfaßt die Vorrichtung einen Verstärker, der mit dem Resonator gekoppelt ist, um Leistung in dem Resonator zu verstärken.

Mit der vorliegenden Erfindung wird ein Resonator vorzugsweise zunächst mit elektromagnetischer Mikrowellenenergie (Frequenzbereich 1 bis 300 GHz) geladen, bis ein Gleichgewichtszustand erreicht ist, bei dem die Eingangsleistung gleich der Summe der Verlustleistung in dem Resonator und der von dem Resonator abgestrahlten Leistung ist. Der Ausgangsanschluß des Resonators ist mit dem Dämpfer, dem Verstärker oder einem anderen zu kalibrierenden Gerät verbunden. Wenn ein Gleichgewichtszustand für Leistung in dem Resonator erreicht ist, öffnen ein genauer Trigger bzw. Auslöser und ein Taktsignalgenerator einen schnellen Schalter, der die Eingangsleistung zu dem Resonator abschneidet. Als Ergebnis fallen die gespeicherte Energie $U(t)$ und die abgestrahlte Leistung $P(t)$ beide in einer genau exponentiellen Art und Weise mit der Zeit ab:

$$P(t) \propto U(t) = U(0) \exp(-2\pi\Delta f t) \quad \text{Gleichung 1}$$

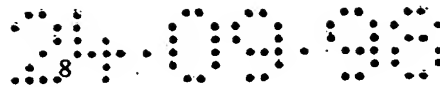
Wobei Δf die 3dB-Linienbreite der Resonanz bei einer Frequenz f_0 ist und mit dem belasteten Q_1 über die Beziehung verknüpft ist:

$$Q_1 = f_0 / \Delta f$$

Je größer Q ist, desto größer ist die Genauigkeit der Mikrowellenleistungsskala $P(t)$, weil unter der Voraussetzung, daß Signal-zu-Rausch-Überlegungen die Leistungsfähigkeit nicht begrenzen, es die Synchronisationsgenauigkeit δt ist, bei der eine Kalibration durchgeführt wird, die die begrenzende Auflösung δP des Geräts festlegt. Somit:

$$\delta P \propto U(0) \exp(-2\pi\Delta f t) \delta t / 2\pi\Delta f$$

Ein Betrieb in der Zeitdomäne wird einem Betrieb in der Frequenzdomäne vorgezogen, weil Zeitintervalle ohne weiteres mit großer Präzision gemessen werden können. Somit ergibt der Einsatz eines Resonators mit großem Q gemeinsam mit einem Präzisions-



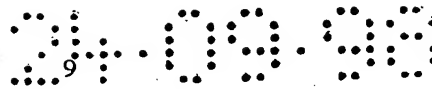
Zeitgeber ein Gerät, das eine Mikrowellen-Ausgangsleistung erzeugen kann, deren Amplitude mit der Zeit als eine genau exponentielle Funktion abfällt. Amplitudenverhältnisse und folglich Dämpfungs- bzw. Verstärkungsverhältnisse können dann aus den Zeitablauf-Intervallverhältnissen abgeleitet werden.

In der Praxis kann der Leistungsabfall von dem isolierten Resonator in dem im Test befindlichen Gerät als Funktion der Zeit gemessen werden, wobei die externe, genaue Zeitablaufschaltung als Referenz verwendet wird. Abweichungen von dem exponentiellen Abfall der Resonator-Ausgangsleistungsamplitude werden dann Nichtlinearitäten in der Amplitudenantwort bzw. im Amplitudengang oder ein Dämpfungsverhältnis in dem Test im befindlichen Gerät bzw. Bauelement angeben.

Man wird aus dem Vorgehenden verstehen, daß eine bekannte Eigenschaft bzw. Kennlinie des zeitlichen Abfalls von Strahlung in einem Mikrowellenresonator, den man ohne experimentelle Bestimmung sondern rein aus theoretischen Überlegungen kennt, darin besteht, daß der Abfall exponentiell ist. Ein Vergleich des beobachteten zeitlichen Abfalls mit einer exponentiellen Form kann Nichtlinearitäten in der Antwort- bzw. Ansprech Eigenschaft bzw. -kennlinie des im Test befindlichen Geräts anzeigen.

Eine weitere bekannte Kenngröße könnte die Zeitkonstante des exponentiellen Abfalls sein. Diese müßte für gewöhnlich experimentell gemessen werden. Ein Vergleich des überwachten zeitlichen Abfalls mit dieser Zeitkonstante kann Informationen über die Verstärkung bzw. Dämpfung des in Frage stehenden Geräts liefern.

Bei einer Prototyp-Vorrichtung, die eine Resonatorkavität verwendet, die aus einem bleihaltigen dielektrischen Saphir hergestellt ist und bei 4,2K (-269°C) betrieben wird, kann ein $Q > 10^7$ erreicht werden. In solch einem Resonator fällt eine Mikrowellenleistungsamplitudenausgangsgröße, falls dieser wie vorstehend beschrieben betrieben wird, auf einer Zeitskala von 1 bis 10 Millisekunden ab. Eine Zeitsteuergenauigkeit kann über ein solches Zeitintervall erreicht werden, so daß Dämpfungsverhältnisse von der Größenordnung von 0,01 dB aufgelöst werden können, sagen wir in einem 10, 20 oder 30 dB-Bereich. Dies ist für eine Kalibrationsvorrichtung oder für Kalibrationsgeräte angemessen und hat den Vorteil,



daß es eine direkte Messung bei der Resonatorfrequenz darstellt, ohne daß eine Abwärtswandlung oder eine präzise mechanische Vorrichtung erforderlich wäre.

Während die Prototyp-Vorrichtung ein Tieftemperatursupraleitermaterial (LTSC) verwendet, ist bekannt, daß Resonatoren mit Q aus Hochtemperatursupraleiteroxidmaterial (HTSC) hergestellt werden können. Solche Resonatoren können ein Q von mehr als 10^7 unterhalb der Supraleitungs-Übergangstemperatur des Materials (90K oder -183°C) aufweisen und können in einem Flüssigstickstoff-Kühlmittel (Siedepunkt 77K bzw. -196°C) betrieben werden.

Fiedziusko et al. (Europäische Patentanmeldung 0 496 512 A1) haben gezeigt, daß ein solcher Resonator hinreichend klein gemacht werden kann, so daß ein Betrieb mit einer Kühlvorrichtung mit geschlossenem Zyklus (beispielsweise ein Stirling-Zyklus-Kühler, der in der Lage ist, bis auf 60K bzw. -213°C zu kühlen) möglich ist, wie beispielsweise solchen, die kommerziell erhältlich sind. Die Verwendung einer solchen Kühlvorrichtung hat den praktischen Vorteil, daß dann kein flüssiges Kühlmittel notwendig ist, um den Resonator unterhalb der Übergangstemperatur des Supraleiters zu kühlen, was einen HTSC-Resonator ergibt, der einen ausreichend großen Q aufweist, so daß er in dieser Erfindung verwendet werden kann.

Bevorzugte Merkmale der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend in beispielhafter Weise und unter Bezugnahme auf die beigelegten Zeichnungen beschrieben, in denen:

Fig. 1 ein schematisches Blockdiagramm einer Ausführungsform dieser Erfindung ist, die ausgelegt ist, um die Antwort eines Dämpfers, eines Verstärkers oder Detektors in einem im Test befindlichen Gerät unter Verwendung einer externen Mikrowellenquelle zum Laden bzw. Füllen des Resonators zu messen;

Figur 2 ein schematisches Blockdiagramm einer weiteren Ausführungsform dieser Erfindung ist, die ausgelegt ist, um die Antwort eines Dämpfers, Verstärkers oder Detektors in einem im Test befindlichen Gerät unter Verwendung einer Schleifenoszillator-Konfiguration zu messen;

Figur 3 ein schematisches Blockdiagramm einer weiteren Ausführungsform dieser Erfindung ist, die ausgelegt ist, um die Antwort eines im Test befindlichen

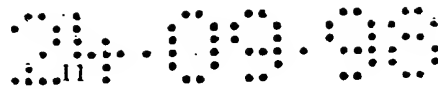
Bauelements unter Verwendung einer Schleifenoszillator-Konfiguration zu messen; Figur 4 eine Kurve ist, die den Signalabfall des isolierten Resonators mit der Zeit darstellt, sowie den bei einem im Test befindlichen Gerät bzw. Bauelement beobachteten Abfall;

Figur 5 ein schematisches Blockdiagramm einer weiteren Ausführungsform dieser Erfindung ist, die ausgelegt ist, um die Antwort eines Dämpfers, Verstärkers oder Detektors in einem im Test befindlichen Gerät unter Verwendung einer Schleifenoszillator-Konfiguration zu messen, wobei das Zeitablaufmittel durch einen Zähler ersetzt worden ist, der Schwingungszyklen in der in dem Resonator abfallenden Strahlung zählt; und

Figur 6 eine Kurve ist, die den Signalabfall als Funktion der Anzahl von Schwingungszyklen der in dem isolierten Resonator abfallenden Strahlung darstellt, sowie den in dem im Test befindlichen Gerät bzw. Bauelement beobachteten Abfall.

Eine erste bevorzugte Ausführungsform der Erfindung ist in Figur 1 dargestellt, wobei ein Resonator 9 innerhalb eines gekühlten Gehäuses 10 angeordnet ist. Beispiele für Resonatoren, die eingesetzt werden können, beinhalten dielektrische belastete Resonatorkavitäten, Streifenleiterresonatoren und koaxiale Resonatoren. Koaxiale Resonatoren können verwendet werden, wo Messungen bei einer Anzahl von Frequenzen benötigt werden können, weil solche Resonatoren auf einer Anzahl von resonanten Moden mit gleichmäßig beabstandeten Frequenzen gestimmt werden können. Die Resonatoren können aus einem Tieftemperatursupraleitermaterial (LTSC) oder aus einem Hochtemperatursupraleitermaterial (HTSC) gebildet sein, mit oder ohne dielektrische Belastung, würden jedoch vorzugsweise aus einem dielektrischen Material in einem HTSC-Gehäuse ausgebildet sein. Das gekühlte Gehäuse 10 kann ein Kryostat oder eine Kühlvorrichtung sein, der bzw. die in der Lage ist, unterhalb der Übergangstemperatur des Materials, aus dem der Resonator 9 hergestellt ist, betrieben werden kann.

Eine stabile Mikrowellenquelle bzw. ein Mikrowellengenerator 1 ist über einen Leiter, einen Wellenleiter oder ein vergleichbares Mittel 2 mit dem Eingang eines Richtkopplers 5 verbunden. Beispiele für eine Mikrowellenquelle 1 können Signalgeneratoren und Mikrowellenoszillatoren beinhalten. Der erste Ausgang des



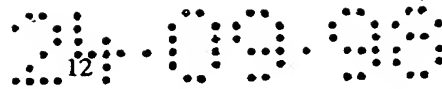
Richtkopplers 5 ist mit einem schnellen Schalter 4 verbunden. Der schnelle Schalter 4 kann beispielsweise ein PIN-Diodenschalter sein, jedoch kann ein beliebiger Schalter verwendet werden, der in der Lage ist, in weniger als der Abfallzeit für Mikrowellenstrahlung in dem Resonator 9 zu schalten. Der schnelle Schalter 4 wird unter der Steuerung des Zeitgebers/Controllers 13 betrieben. Das Ausgangssignal des schnellen Schalters 4 gelangt an den Eingang 7 des Resonators 9. Der zweite Ausgang des Richtkopplers 5 ist mit einem Zähler 6 verbunden.

Der Ausgang 8 des Resonators 9 ist über einen Leiter, einen Wellenleiter oder ein vergleichbares Mittel 2, über einen wahlweise verwendeten Verstärker 11 mit geringem Rauschen und über einen wahlweisen variablen Dämpfer bzw. Abschwächer 12 mit dem Eingang eines im Test befindlichen Geräts 14 verbunden. Der Zeitgeber/Controller 13 sorgt auch für genaue Synchronisationsreferenzsignale für das im Test befindliche Gerät 14.

Man wird erkennen, daß die in Figur 1 gezeigten Linien von dem Zeitgeber/Controller 13 zu dem schnellen Schalter 4 und dem im Test befindlichen Gerät 14 Pfade zur Übermittlung von Steuersignalen und vergleichbaren Signalen darstellen.

Beispiele für ein im Test befindliches Gerät 14 würden Mikrowellen-Spektrumanalysatoren, Mikrowellenverstärker, Mikrowellensignalgeneratoren und vergleichbare Geräte umfassen. Ein solches Gerät stellt für gewöhnlich ein Ausgangssignal bereit, das proportional zum Eingangssignal ist, wobei die Proportionalität über die interne Dämpfungs- bzw. Verstärkungseinstellung eingestellt wird. Die Proportionalitätsbeziehung zwischen einem Eingangssignal und einem Ausgangssignal bei solch einem Gerät kann mit Hilfe der vorliegenden Erfindung kalibriert werden.

Schließlich werden die Ergebnisse des Kalibrationstests von dem Ausgang des Geräts 14 über den Zeitgeber/Controller 13 an ein Bestimmungs- und Vergleichsmittel 40 weitergeleitet, um mit dem bekannten zeitlichen Abfall bzw. Abklingen von Strahlung in dem Resonator 9 zu vergleichen. Das Bestimmungs- und Vergleichsmittel würde typischerweise einen geeignet programmierten Digitalcomputer umfassen. Falls es



gewünscht wäre, wie dies vielleicht besonders häufig der Fall ist, die Nichtlinearitäten in der Verstärkung bzw. Dämpfung des im Test befindlichen Geräts durch Vergleich mit der theoretisch bekannten exponentiellen Abfalleigenschaft bzw. -kennlinie des Mikrowellenresonators zu bestimmen, könnte dies durch Programmierung des Computers erreicht werden, um den Logarithmus des überwachten bzw. bestimmten zeitlichen Abfalls zu bestimmen, um einen linearen least-squares-Fit zu berechnen und um von der Abweichung von dem Exponentialverhalten die Nichtlinearitäten des Geräts zu berechnen (wobei folglich ein Vergleich mit dem tatsächlich Exponentialverhalten des Resonators selbst erfolgt). Eine solche Berechnung würde Information ergeben, die die Abweichung der Verstärkung (oder Amplitudenantwort) bei verschiedenen Leistungspegeln betrifft.

Im Einsatz wird der Resonator 9 mit Hilfe eines gekühlten Gehäuses 10 bei einer Temperatur unterhalb der kritischen Temperatur des Resonatormaterials gehalten. Der schnelle Schalter 4 wird unter der Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13 geschlossen gehalten. Die stabile Mikrowellenquelle 1 erzeugt Leistung, die über den Richtkoppler 5 und den schnellen Schalter 4 an den Eingang 7 des Resonators 9 gelangt. Die Frequenz der Mikrowellenquelle 1 wird mit Hilfe des Zählers 6 überwacht, der mit dem zweiten Ausgang des Richtkopplers 5 verbunden ist. In dem Resonator 9 gespeicherte Energie nimmt solange zu, bis Leistung in den Resonator über 7 hinein an den Leistungsverlust in dem Resonator und an die Verlustleistung durch den Resonatorausgang 8 angepaßt ist. Leistung vom Ausgang 8 gelangt zum Verstärker 11 und dann über den Dämpfer 12 an das im Test befindliche Gerät 14.

Ein Verstärker 11 mit geringem Rauschen und ein Dämpfungsglied 12 sind optional und können ausgelassen werden.

Wenn ein Gleichgewichtszustand von Leistung im Resonator 9 erreicht ist, wird der schnelle Schalter 4 unter der Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13 geöffnet. Der Abfall von Mikrowellenleistung im Resonator 9, der über den Verstärker 11 und das Dämpfungsglied 12 an das im Test befindliche Gerät 14 gelangt, wird mit Hilfe des Zeitgebers/Controllers 13 zeitlich genau abgestimmt. Abweichungen von dem bekannten Exponentialabfall der Leistung im Resonator 9, der am Ausgang des im Test

befindlichen Geräts 14 auftritt, gibt dann eine Abweichung von der Linearität in der Amplitudenantwort von 14 an.

Man wird verstehen, daß, wie vorstehend erklärt wurde, je nach dem speziellen Typ von Kalibration, die vorgenommen wird, die tatsächliche Zeitkonstante des bekannten Exponentialabfalls der Leistung in dem Resonator nicht experimentell bestimmt zu werden braucht, obwohl dies erforderlich sein könnte; für gewöhnlich reicht es aus, daß man weiß, daß der Abfall an Leistung von exponentieller Gestalt ist.

Falls ein Verstärker 11 und ein Dämpfungsglied 12 beinhaltet sind, kann eine Korrektur für jegliche bekannte Nichtlinearität dieser Bauelemente angewendet werden.

Figur 4 zeigt eine Darstellung des Signalabfalls mit der Zeit. Die obere Kurve 23 stellt den Signalabfall im Resonator dar, nachdem der schnelle Schalter geöffnet wird, und von dieser ist bekannt, daß sie genau einem Exponentialabfall folgt, wie er in Gleichung 1 definiert wird. Die Zeit, in der das Signal von einem vorbestimmten Wert 24 auf einen anderen 25 abfällt, wird über das Zeitintervall 27 bis 29 gemessen. Die untere Kurve 22 stellt den Signalabfall mit der Zeit in dem im Test befindlichen Gerät dar, obwohl diese Kurve in Praxis eine kompliziertere Gestalt als gezeigt haben würde. Die Zeit, um bei dem im Test befindlichen Gerät vom Wert 24 zum Wert 25 zu gelangen, wird durch das Intervall 26 bis 28 dargestellt. Das Zeitintervall 27 bis 29, das eine bekannte Änderung im Signalpegel darstellt, kann dann mit dem Intervall 26 bis 28 verglichen werden, um die Abweichung von der theoretischen Amplitudenantwort bzw. dem theoretischen Amplitudengang des im Test befindlichen Geräts abzuleiten.

Man wird verstehen, daß die Zeitkonstanten der zwei in Figur 4 gezeigten Kurven praktisch identisch sein würden. Differenzen zwischen den zwei Kurven stellen die Nichtlinearitäten des im Test befindlichen Geräts dar. Für solche Nichtlinearitäten würde man für gewöhnlich erwarten, daß diese 10% oder so nicht übersteigen.

Während nur zwei Signalwerte in Figur 4 gezeigt sind, würde man in der Praxis eine Anzahl von Signalwerten verwenden und würde man Zeitintervalle zwischen diesen für

das im Test befindliche Gerät mit den bekannten Abfallzeiten für den Resonator vergleichen, um Dämpfungs- oder Verstärkungsverhältnisse über einen Bereich von Werten zu ergeben.

Man wird erkennen, daß die zuvor beschriebenen Messungen bei einer einzelnen Frequenz erfolgen, die von dem Resonator 9 mit Q festgelegt wird. Falls ein Mehrmode-Resonator gewählt wird, wie beispielsweise ein koaxialer Resonator, kann dann die Betriebsfrequenz der Mikrowellenquelle 1 eingestellt werden, so daß diese bei einer anderen resonanten Mode des Resonators liegt, so daß der Resonator 9 sich mit Strahlung bei einer zweiten Frequenz füllt, die mit Hilfe des Zählers 6 überwacht wird. Zeitablaufmessungen wie die zuvor beschriebenen können bei dieser zweiten Frequenz und nachfolgenden Frequenzen wiederholt werden, bei denen der Resonator resonante Moden aufweist. Um diesen bei verschiedenen Frequenzen zu betreiben, kann der Resonator 9 alternativ dazu gestimmt werden, um bei einer anderen Frequenz zu arbeiten, oder auf einen anderen Resonator geändert werden, der eine Resonanz bei einer anderen Frequenz aufweist.

Figur 2 zeigt eine alternative Ausführungsform, bei der der Resonator als Schleifenoszillator verbunden bzw. geschaltet ist. In dieser Anordnung wird der Resonator 9 bei einer Temperatur unterhalb der kritischen Temperatur des Materials gehalten, aus dem 9 hergestellt ist, und zwar mit Hilfe eines gekühlten Gehäuses 10. Der Resonatorausgang 8 ist über einen Leiter, einen Wellenleiter oder ein vergleichbares Mittel 2 mit einem ersten Richtkoppler 15 verbunden. Ein Ausgang des ersten Richtkopplers 15 ist mit einem Verstärker 11 verbunden, während der zweite Ausgang des ersten Richtkopplers 15 mit dem im Test befindlichen Gerät 14 verbunden ist. Der Ausgang von Verstärker 11 ist über ein Dämpfungsglied 12 mit dem schnellen Schalter 4 verbunden, der unter der Steuerung durch den Zeitgeber/Controller betrieben wird. Der Zeitgeber/Controller 13 liefert auch genaue Zeitablaufreferenzsignale an das im Test befindliche Gerät 14. Das Ausgangssignal des Schalters 4 gelangt über einen Phasenschieber 3 an einen zweiten Richtkoppler 5, dessen Ausgang mit dem Eingang 7 von Resonator 9 verbunden ist. Der zweite Ausgang des zweiten Richtkopplers 5 ist mit einem Zähler 6 verbunden.

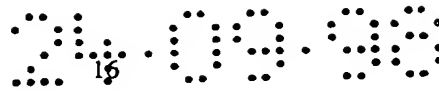
In dieser Konfiguration wird eine thermische Anregung innerhalb des Resonators 9 bei seiner Resonanzfrequenz in einem Verstärker 11 verstärkt. Eine geeignete Einstellung des Dämpfungsglieds 12 und des Phasenschiebers 3 kann eine Oszillation des Resonators 9 selbst erhaltend machen, und zwar bei einer seiner Resonanzmoden, so daß sich Leistung innerhalb des Resonators 9 bis auf einen Gleichgewichtswert aufbaut, und zwar bei einer Frequenz, die mit Hilfe des Zählers 6 überwacht wird.

Der Vorteil dieser Konfiguration besteht darin, daß eine stabile Mikrowellenquelle nicht erforderlich ist. Der Verstärker 11 kann eine feste Verstärkung aufweisen und seine Bandbreite ist nicht kritisch, weil die Selbstanregung eines Resonators 9 mit großem Q das erforderliche schmale Frequenzband erzeugt. Alternativ könnte ein Verstärker 11 einen Bandpaßfilter beinhalten, der auf der Resonanzfrequenz der ausgewählten Oszillationsmode zentriert ist.

Wie zuvor beschrieben wurde, darf sich die Leistung in dem Resonator 9 bis auf einen Gleichgewichtswert aufbauen. Der schnelle Schalter 4 wird unter Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13 geöffnet, der auch den Abfall der Leistung aus dem Resonator 9 über das im Test befindliche Gerät 14 genau zeitlich steuert.

Wie gleichfalls zuvor beschrieben wurde und wie in Figur 4 dargestellt ist, kann man die Zeitablaufverhältnisse von Zeitintervallen, während denen das Signal zwischen den vorbestimmten Werten liegt, wie dies in dem im Test befindlichen Gerät 14 gemessen wird, mit dem bekannten Leistungsabfall in dem Resonator 9 vergleichen, um eine Messung von Abweichungen in der Amplitudenantwort in dem im Test befindlichen Gerät 14 zu ergeben.

Falls ein Betrieb der Schleifenzosillator-Konfiguration in Figur 2 bei anderen Frequenzen benötigt wird, dann kann ein Mehrmoden-Resonator, wie beispielsweise ein koaxialer Resonator, als Resonator 9 gewählt werden. Ein Verstärker 11 und ein Dämpfungsglied 12 müssen dann so gewählt werden, daß sie über all die resonanten Modenfrequenzen des Resonators 9 eine angemessene Verstärkung besitzen. Weil die Schleifenzosillator-Konfiguration selbsterregend ist, indem thermische Oszillationen in dem Resonator 9 verwendet werden, wird eine Modenauswahl durch Einstellung eines



Phasenschiebers 3 erreicht, um eine Phasenverschiebung von einem ganzzahligen Vielfachen von 2π an dem Resonatoreingang 7 zu ergeben, und zwar relativ zu seinem Ausgangssignal 8 bei der gewählten Resonanzfrequenz des Resonators 9. Die neue Betriebsfrequenz des Schleifenoszillators wird mit Hilfe des Zählers 6 überwacht.

Figur 3 stellt eine andere Ausführungsform dar, die eine Schleifenoszillator-Konfiguration verwendet, um die Amplitudenantwort bzw. den Amplitudengang von im Test befindlichen Bauelementen zu messen, oder um im Test befindliche Bauelemente zu vergleichen. Wie zuvor bemerkt wurde, weist ein Mikrowellengerät für gewöhnlich ein Ausgangssignal auf, das proportional zum Eingangssignal ist. Wenn Bauelemente getestet werden, ist jedoch vorzugsweise ein Mittel enthalten, um das Signal, das von dem im Test befindlichen Bauelement ausgeht, zu quantifizieren.

Bei der in Figur 3 dargestellten Ausführungsform wird der Resonator 9 bei einer Temperatur unterhalb der kritischen Temperatur des Materials gehalten, aus dem der Resonator aufgebaut ist, und zwar mit Hilfe eines gekühlten Gehäuses 10. Der Ausgang 8 des Resonators 9 ist über einen Leiter, einen Wellenleiter oder ein vergleichbares Mittel 2 mit einem ersten Richtkoppler 15 verbunden. Der erste Eingang des ersten Richtkopplers 15 ist mit einem Verstärker 11 verbunden, der seinerseits über ein Dämpfungsglied 12 mit einem ersten schnellen Schalter 4 verbunden ist, der unter der Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13 betrieben wird. Der Ausgang des ersten schnellen Schalters 4 verbindet über einen Phasenschieber 3 mit einem zweiten Richtkoppler 5, dessen erster Ausgang mit dem Eingang 7 von Resonator 9 verbunden ist, während der zweite Ausgang des zweiten Richtkopplers 5 mit einem Zähler 6 verbunden ist.

Wie zuvor beschrieben wurde, bildet die von den Komponenten 9, 15, 11, 12, 4, 3 und 5 ausgebildete Schleife, einen Schleifenoszillator aus, und zwar wenn der erste schnelle Schalter 4 von dem Zeitgeber/Controller 13 geschlossen gehalten wird, wobei thermische Oszillationen im Resonator 9 verstärkt und rückgekoppelt werden, so daß die Mikrowellenleistung bei der Resonanzfrequenz des Resonators 9 sich innerhalb des Resonators bis auf einen Gleichgewichtswert aufbaut.

Der zweite Ausgang des ersten Richtkopplers 15 ist mit dem Eingang des im Test befindlichen Bauelements 16 verbunden sowie mit dem zweiten Eingang 18 eines zweiten schnellen Schalters 19. Der Ausgang des im Test befindlichen Bauelements 16 ist mit dem ersten Eingang 17 des zweiten schnellen Schalters 19 verbunden. In der Praxis würde man die Verbindung zwischen dem zweiten Eingang des Richtkopplers 15 und dem zweiten Eingang 18 des zweiten schnellen Schalters 19 so wählen, daß sie in der Länge gleich der Länge der Verbindung vom zweiten Ausgang des Richtkopplers 15 über das im Test befindliche Bauelement 16 bis zum ersten Eingang 17 des zweiten schnellen Schalters 19 ist.

Der zweite schnelle Schalter 19 arbeitet als ein Umschalter (change-over switch), so daß entweder der erste Eingang 17 oder der zweite Eingang 18 mit dem Schalterausgang verbunden werden kann, und zwar unter der Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13. Das Ausgangssignal des zweiten schnellen Schalters 19 gelangt über eine Diode 20 an eine schnelle Anzeigevorrichtung 21. Bei der Anzeigevorrichtung 21 kann es sich um einen schnellen Analog-Zu-Digitalwandler (ADC) oder um ein vergleichbares Mittel zum Aufzeichnen des Ausgangssignals vom schnellen Schalter 19 handeln. Das Ausgangssignal kann beispielsweise als Gleichspannungssignal aufgezeichnet werden. Die Anzeigevorrichtung 21 arbeitet ebenfalls unter Steuerung durch den Zeitgeber/Controller 13, der auch genaue Zeitablaufreferenzsignale liefert.

Im Betrieb wird der erste schnelle Schalter 4 vom Zeitgeber/Controller 13 geschlossen gehalten. Thermische Oszillationen im Resonator 9 werden verstärkt und in den Eingang 7 rückgekoppelt, um einen selbsterregenden Oszillator bei der Resonanzfrequenz des Resonators 9 auszubilden, so daß Leistung im Resonator 9 sich bis auf einen Gleichgewichtswert bei einer Frequenz aufbaut, die mit Hilfe eines Zählers 6 überwacht wird. Der Zeitgeber/Controller 13 verbindet dann den ersten Eingang 17 des zweiten schnellen Schalters 19 mit dem Ausgang des zweiten schnellen Schalters 19, der über eine Diode 20 mit einer Anzeigevorrichtung 21 verbindet, und der Gleichgewichts-Ablesewert auf der Anzeigevorrichtung 21 wird aufgezeichnet. Der Gleichgewichts-Ablesewert auf der Anzeigevorrichtung 21 stellt den Signalwert dar, der durch das im Test befindliche Gerät 16 gelangt ist. Der Zeitgeber/Controller 13

öffnet dann den ersten schnellen Schalter 4, während der zweite Eingang 18 des zweiten schnellen Schalters 19 in Verbindung mit dem Ausgang geschaltet wird. Leistung im Resonator 9 gelangt dann über den Ausgang 8 zum ersten Richtkoppler 15 und dann vom zweiten Ausgang des ersten Richtkopplers 15 zum zweiten Eingang 18 des zweiten schnellen Schalters 19, wo diese zum Ausgang des zweiten schnellen Schalters 19 gelangt. Das Ausgangssignal des zweiten schnellen Schalters 19 gelangt über die Diode 20 und das Ausgangssignal von 20 wird mit Hilfe der Anzeigevorrichtung 21 aufgezeichnet. Genaue Zeitablaufsignale werden vom Zeitgeber/Controller 13 an die Anzeigevorrichtung 21 weitergeleitet. Auf diese Weise wird der zeitliche Abfall von Leistung im Resonator 9 in der Anzeigevorrichtung 21 aufgezeichnet.

Wie vorstehend beschrieben wurde, und zwar anhand von Figur 4, können Zeitablaufintervalle zwischen zwei oder mehr vorausgewählten Signalwerten dazu verwendet werden, um die Amplitudenantwort des im Test befindlichen Bauelementes mit dem bekannten Signalabfall im Resonator zu vergleichen. Bei der Vorrichtung in Figur 3, wie sie vorstehend beschrieben wurde, wird der zeitliche Abfall ohne das im Test befindlichen Bauelement in der Schaltung beobachtet und wird die Zeitverzögerung aufgezeichnet, damit der Signalwert bis auf den Gleichgewichtszustands-Signalwert abfällt, der bei 21 vorliegt, wenn diese mit dem im Test befindlichen Gerät 16 verbunden ist. Auf diese Weise kann eine einzige Messung des Abfallens die Dämpfung in dem im Test befindlichen Gerät 16 bestimmen, sobald einmal die Abfalleigenschaft bzw. -kennlinie des Resonators bestimmt worden ist. Eine vergleichbare Anordnung kann verwendet werden, falls es sich bei einem im Test befindlichen Bauelement um ein aktives statt um ein passives Bauelement handelt, in welchem Fall die Verstärkung des Bauelements gemessen werden kann.

Eine alternative Anordnung könnte eine Messung von zwei Abfallantworten hinsichtlich der Zeit verwenden, und zwar unter Verwendung von wohlbekannten seriellen oder parallelen Substitutionsverfahren, um Bauelemente zu vergleichen.

Nun wird das Verfahren zur Bestimmung der Amplitudenantwort bzw. des Amplitudengangs des Bauelementes unter Verwendung des Bestimmungs- und



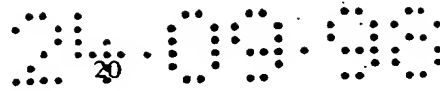
Vergleichsmittels 40 beschrieben. Zunächst wird die exponentielle Abfalleigenschaft bzw. -kennlinie des Resonators bestimmt, und zwar in Abwesenheit des im Test befindlichen Bauelements. Von dieser Abfalleigenschaft bzw. -kennlinie ist die Abfall- bzw. Abklingrate von Leistung in dem Resonator in dB's pro Sekunde bekannt. Diese Information wird an das Vergleichsmittel 40 weitergeleitet.

Zweites wandelt das Bestimmungs- und Vergleichsmittel die Zeitverzögerung von der ohne das im Test befindliche Bauelement für den Abfall bis auf den Gleichgewichtszustand-Signalwert in der Schaltung beobachtet wird, der vorliegt, wenn dieses mit dem im Test befindlichen Gerät verbunden ist, in einen Leistungswert unter Verwendung der bekannten Abfallrate von Leistung in dem Resonator um.

Man wird erkennen, daß der Vergleich, der vorgenommen wird, zwischen dem beobachteten zeitlichen Abfall und einer vorbestimmten Rate des zeitlichen Abfalls für den Resonator selbst erfolgt.

Falls Messungen an Bauelementen unter Testbedingungen bei anderen Frequenzen erforderlich sind, dann kann ein Mehrmoden-Resonator, wie beispielsweise ein koaxialer Resonator, als Resonator 9 gewählt werden. Der Verstärker 11 muß dann so ausgewählt werden, daß er keine angemessene Verstärkung über alle resonanten Modenfrequenzen des Resonators 9 aufweist. Weil die Schleifenoszillator-Konfiguration selbsterregend ist, wobei thermische Oszillationen im Resonator 9 verwendet werden, wird eine Modenauswahl durch Anpassung eines Phasenschiebers 3 erreicht, um eine Phasenverschiebung von einem ganzzahligen Vielfachen von 2π am Resonatoreingang 7 zu ergeben, und zwar relativ zu seinem Ausgangssignal 8 bei der gewählten Resonanzfrequenz des Resonators 9. Zeitablaufmessungen, wie vorstehend beschrieben, können bei der zweiten und nachfolgenden Frequenzen wiederholt werden.

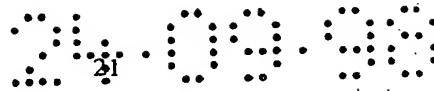
Bei der Vorrichtung, wie sie anhand von Figur 3 beschrieben wurde, wird man verstehen, daß das Mittel zur Quantifizierung des Signals, das von dem unter Test befindlichen Bauelement herrührt, den schnellen Schalter 19, die Diode 20 und die Anzeigevorrichtung 21 umfaßt.



Eine weitere Ausführungsform der Erfindung ist in Figur 5 gezeigt. Diese Ausführungsform weicht von den zuvor Beschriebenen dahingehend ab, daß kein externer Präzisions-Zeitgeber erforderlich ist. Dies ist deshalb so, weil das Q des Resonators für die Strahlung in dem Resonator bei seiner Resonanzfrequenz eine sehr schmale Bandbreite impliziert. Weil es sich bei der bevorzugten Form des Resonators um einen dielektrischen, belasteten bzw. gefüllten, supraleitenden Resonator handelt, der bei einer Temperatur unterhalb der kritischen Temperatur des Supraleiters betrieben wird, kann ein solcher Resonator einen sehr stabilen Oszillator ausbilden, der eine schmale Bandbreite aufweist. Folglich können, anstatt das ein externes Synchronisationsmittel verwendet wird, die Schwingungszyklen von der Strahlung in dem Resonator gezählt werden, und zwar in einem geeigneten Zähler, um die Zeitbasis für den Strahlungsabfall zu bilden. Weil die Resonanzfrequenz des Resonators so gewählt wird, daß sie > 1 GHz ist, dauert dann jeder Schwingungszyklus von Strahlung in den Resonator < 1 Nanosekunde.

Wie in Figur 5 gezeigt ist, ist die Vorrichtung wiederum in einer Schleifenoszillator-Anordnung konfiguriert. Bei dieser Anordnung wird der Resonator 9 bei einer Temperatur unterhalb der kritischen Temperatur des Materials gehalten, aus dem der Resonator 9 hergestellt ist, und zwar mit Hilfe eines gekühlten Gehäuses 10. Der Resonatorausgang 8 ist über einen Leiter, einen Wellenleiter oder ein vergleichbares Mittel 2 mit einem ersten Richtkoppler 15 verbunden. Ein Ausgang des ersten Richtkopplers 15 ist mit einem Verstärker 11 verbunden, während der zweite Ausgang des ersten Richtkopplers mit dem im Test befindlichen Gerät 14 verbunden ist. Der Ausgang von Verstärker 11 ist über ein Dämpfungsglied 12 durch einen zweiten Richtkoppler 5 mit dem schnellen Schalter 4 verbunden, der unter Steuerung durch den Controller 30 arbeitet. Der zweite Ausgang des zweiten Richtkopplers 5 ist mit einem Zähler 6 verbunden. Der Controller 30 liefert auch Steuersignale für den Zähler 6 und für das im Test befindliche Gerät 14. Das Ausgangssignal von Schalter 4 gelangt über einen Phasenschieber 3 zum Eingang 7 vom Resonator 9. In dieser Anordnung erfordert der Verstärker 11 keine große Linearität, weil nur die Anzahl von Schwingungszyklen gezählt zu werden braucht.

Wie zuvor beschrieben wurde, wird der schnelle Schalter 4 unter der Steuerung vom



Controller 30 geschlossen gehalten und wird eine thermische Anregung innerhalb des Resonators 9 bei dessen Resonanzfrequenz im Verstärker 11 verstärkt. Eine geeignete Einstellung eines Dämpfungsglieds 12 und des Phasenschiebers 3 kann eine Oszillation des Resonators 9 bei einer seiner Resonanzmoden selbsterhaltend machen, so daß Leistung innerhalb des Resonators 9 sich bis auf einen Gleichgewichtswert aufbaut.

Wenn sich Leistung in dem Resonator bis auf einen Gleichgewichtswert aufgebaut hat, öffnet der Controller 30 den schnellen Schalter 4 und setzt gleichzeitig den Zähler 6 zurück, der damit beginnt, die Schwingungszyklen im Resonator zu zählen. Die kummulative Zählung im Zähler 6 wird als Zeitbasis verwendet, um den Signalabfall zu messen, der für das im Test befindlichen Gerät 14 aufgezeichnet wird.

Figur 6 zeigt eine Darstellung des Signalabfalls gegen die akkumulierten Schwingungszyklen, wie sie von dem Zähler 6 in Figur 5 gemessen werden. Die obere Kurve 32 stellt den Signalabfall im Resonator dar, nachdem der schnelle Schalter geöffnet wurde, und von dieser weiß man, daß sie genau einem exponentiellen Abfall, wie er durch Gleichung 1 definiert wird, folgt. Das Intervall für das Signal, um von einem vorbestimmten Wert 33 zu einem anderen Wert 34 zu gelangen, wird durch die Anzahl von Schwingungszyklen zwischen 36 und 38 gemessen. Die untere Kurve 31 gibt den Signalabfall in dem im Test befindlichen Gerät, aufgetragen gegen akkumulierte Schwingungszyklen, wieder, die mit Hilfe des Zählers gemessen werden, obwohl in der Praxis diese Kurve eine komplexere Gestalt als die Gezeigte aufweisen würde. Das Zeitintervall, um vom Wert 33 zum Wert 34 in dem im Test befindlichen Gerät zu gelangen, wird durch den Zählbereich 35 bis 37 dargestellt. Die Anzahl von Schwingungszyklen im Intervall 36 bis 38, die eine bekannte Änderung im Signalwert darstellen, kann dann mit der Anzahl von Schwingungszyklen im Intervall 35 bis 37 verglichen werden, um die Abweichung vom Theoretischen der Amplitudenantwort bzw. des Amplitudengangs des im Test befindlichen Geräts abzuleiten.

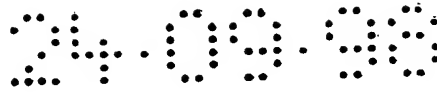
Während die Anzahl von Schwingungszyklen anhand der Zeit gemessen werden kann, zu der der Schalter 4 in Figur 5 geöffnet wird, und die Zählerdifferenz zwischen den Punkten 36 und 38 sowie 35 und 37 genommen wird, würde es eine Alternative darstellen, einen vorgewählten Signalwert 33 zu verwenden, um mit dem Zählen zu

beginnen, sowie einen Signalwert 34, um das Zählen bei der Messung des Signalabfalls zu beenden. Dies könnte ohne weiteres durch Verwendung von Signalvergleichsschaltungen oder vergleichbaren Mitteln (wie beispielsweise Signalamplitudenschaltungen, basierend auf einer Detektordiode und einer Spannungsvergleichsschaltung, die ein Ausgangssignal erzeugt, wenn die Eingangsspannung innerhalb eines vorbestimmten Bereichs fällt) erreicht werden, die auf Werte 33 und 34 in Figur 6 gesetzt werden, die dann Signale zum Starten und Stoppen des Zählers erzeugen würden. Mehrfachkomparatoren können eingesetzt werden, falls Messungen bei einer Anzahl von Signalwerten benötigt werden, oder alternativ kann die Form der gesamten Abfall- bzw. Abklingkurven 31 und 32 in Figur 6 gegen einen kumulativen Zählwert geplottet bzw. dargestellt werden.

Man wird es zu schätzen wissen, daß im Lichte der vorstehenden Offenbarungen die Vorrichtung, wie sie in Figur 3 beschrieben wurde, zum Testen von Bauelementen in einer Form konfiguriert sein kann, die vergleichbar zu der in Figur 5 Beschriebenen ist, so daß Strahlungsschwingungen in dem Resonator in einem Zähler gezählt werden können, und zwar als Alternative zur Verwendung eines Präzisionszeitgebers. In gleicher Weise können Messungen unter Verwendung der in Figur 5 beschriebenen Vorrichtung bei einer Vielzahl von Frequenzen unter Verwendung von verschiedenen Resonanzmoden des zuvor beschriebenen Resonators vorgenommen werden.

Bei den bevorzugten Ausführungsformen sind sämtliche Komponenten bzw. Bauelemente der relevanten Ausführungsform, einschließlich des Kühlmittels für das gekühlte Gehäuse 10, innerhalb eines einzigen Gehäuses untergebracht. Um dies zu erreichen, muß das Kühlmittel von einer praktikablen Größe sein, und folglich würde es sich dabei für gewöhnlich um eine Kühlvorrichtung mit geschlossenem Zyklus handeln.

Man wird verstehen, daß die vorliegende Erfindung zuvor lediglich in beispielhafter Weise beschrieben worden ist und daß Abwandlungen von Einzelheiten innerhalb des Schutzbereichs der beigefügten Patentansprüche vorgenommen werden können.



95 927 859.9

EP 0 774 125

Patentansprüche

1. Verfahren zur Bestimmung einer Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellengeräts bzw. -bauelements, umfassend ein Koppeln eines Mikrowellenresonators (9) an das Gerät bzw. Bauelement (14) und ein Laden bzw. Füllen des Resonators mit Mikrowellenstrahlung, gekennzeichnet durch eine Überwachung des zeitlichen Abfalls bzw. Abklingens (31) von Leistung von dem Resonator (9) und einer Bestimmung der Antwort- bzw. Ansprech-eigenschaft bzw. -kennlinie des Geräts bzw. Bauelements in Abhängigkeit von dem überwachten bzw. gemessenen zeitlichen Abfall.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem der Bestimmungsschritt den Schritt eines Vergleichs des überwachten bzw. gemessenen zeitlichen Abfalls mit einer bekannten Eigenschaft bzw. Kennlinie des zeitlichen Abfalls von Strahlung in dem Mikrowellenresonator (9) umfaßt, wenn er mit Strahlung geladen bzw. gefüllt ist.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem der Resonator (9) aus einem supraleitendem Material hergestellt ist und bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungsübergangstemperatur betrieben wird, wobei das supraleitende Material vorzugsweise eine Übergangstemperatur oberhalb von 60 K aufweist.
4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem der Resonator (9) mit Hilfe einer Kühlvorrichtung (10) mit geschlossenem Zyklus bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungsübergangstemperatur gehalten wird.

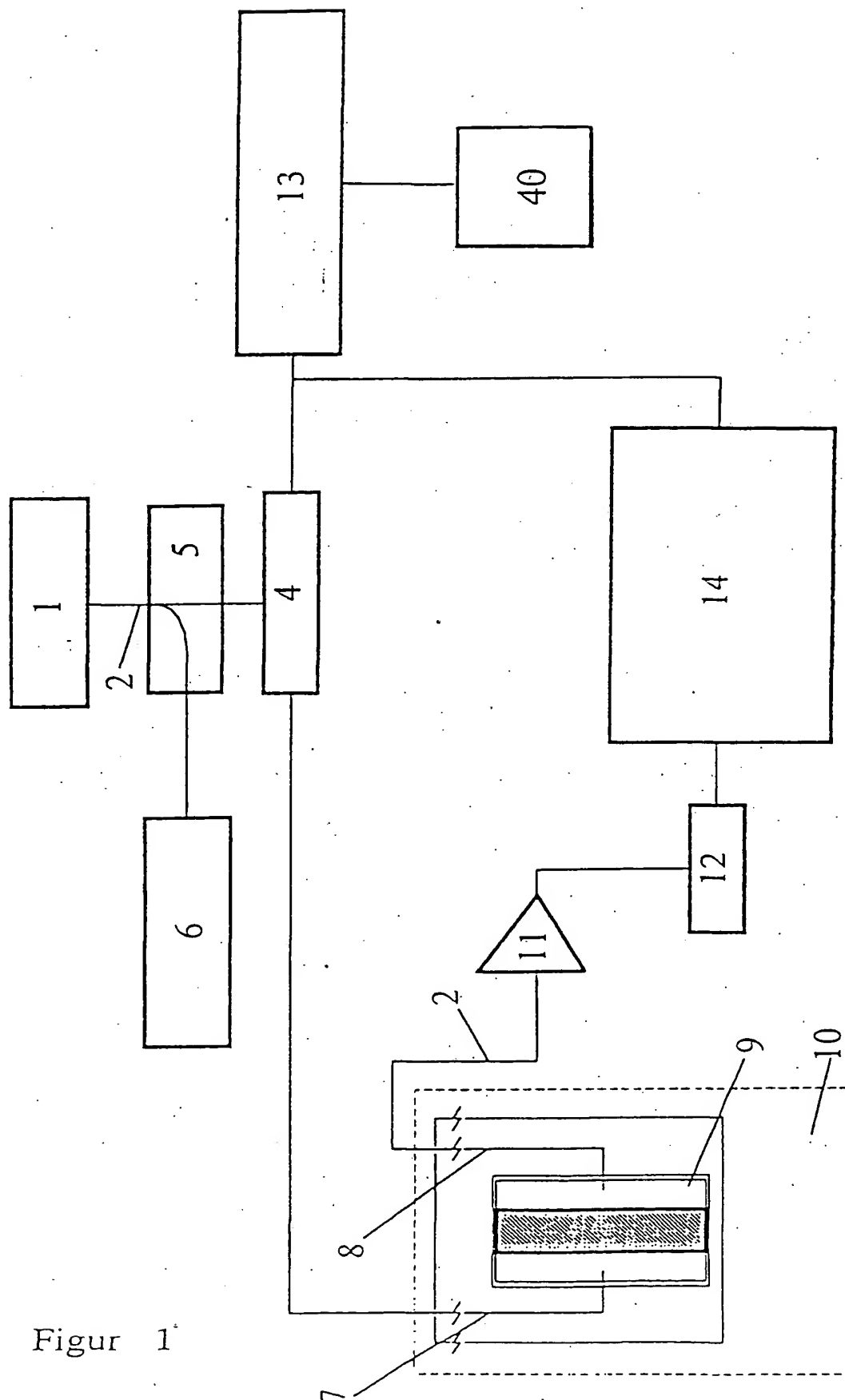
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Resonator (9) ein dielektrisches Material umfaßt.
6. Vorrichtung zur Bestimmung einer Antwort- bzw. Ansprech Eigenschaft bzw. -kennlinie eines Mikrowellengeräts bzw. -bauelements (14), umfassend einen Mikrowellenresonator (9), Mittel (4) zum Koppeln des Resonators an das Gerät bzw. Bauelement und Mittel zum Laden bzw. Füllen des Resonators mit Mikrowellenstrahlung, dadurch gekennzeichnet, daß diese außerdem ein Mittel (13) zur Überwachung bzw. Messung des zeitlichen Abfalls von Strahlung von dem Resonator und Mittel (40) zur Bestimmung der Antwort- bzw. Ansprech Eigenschaft bzw. -kennlinie des Geräts bzw. Bauelements in Abhängigkeit von dem überwachten bzw. gemessenen zeitlichen Abfall umfaßt.
7. Vorrichtung nach Anspruch 6, bei der das Bestimmungsmittel (40) ein Mittel zum Vergleichen des überwachten bzw. gemessenen zeitlichen Abfalls (22/31) mit einer bekannten Eigenschaft bzw. Kennlinie (23/32) des zeitlichen Abfalls von Strahlung in dem Mikrowellenresonator umfaßt, wenn er mit Strahlung geladen bzw. gefüllt ist.
8. Vorrichtung nach Anspruch 6 oder 7, bei welcher der Resonator (9) supraleitendes Material umfaßt und die Vorrichtung ausgelegt ist, um den Resonator bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungsübergangstemperatur zu betreiben, wobei das supraleitende Material vorzugsweise eine Übergangstemperatur oberhalb von 60 K aufweist.
9. Vorrichtung nach Anspruch 8, die außerdem eine Kühlvorrichtung (10) mit geschlossenem Zyklus umfaßt, um den Resonator (9) bei einer Temperatur unterhalb der Supraleitungsübergangstemperatur zu halten.
10. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 6 bis 9, umfassend einen Verstärker (11), der an den Resonator gekoppelt ist, um Leistung in dem Resonator zu verstärken.

24.09.98

95 927 859.9

EP 0 774 125

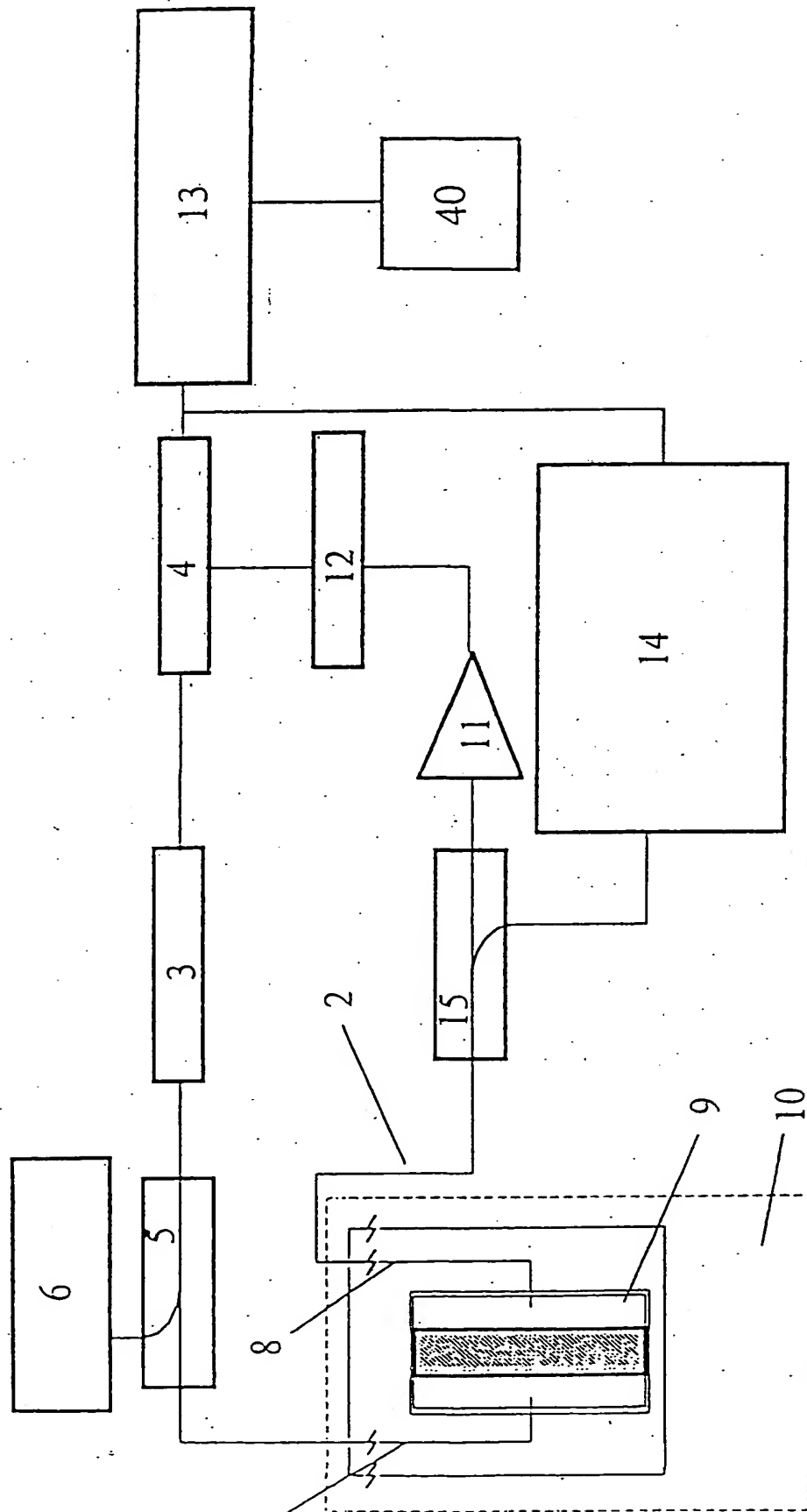
25



Figur 1

24.09.98

26



Figur 2

24.09.98

27

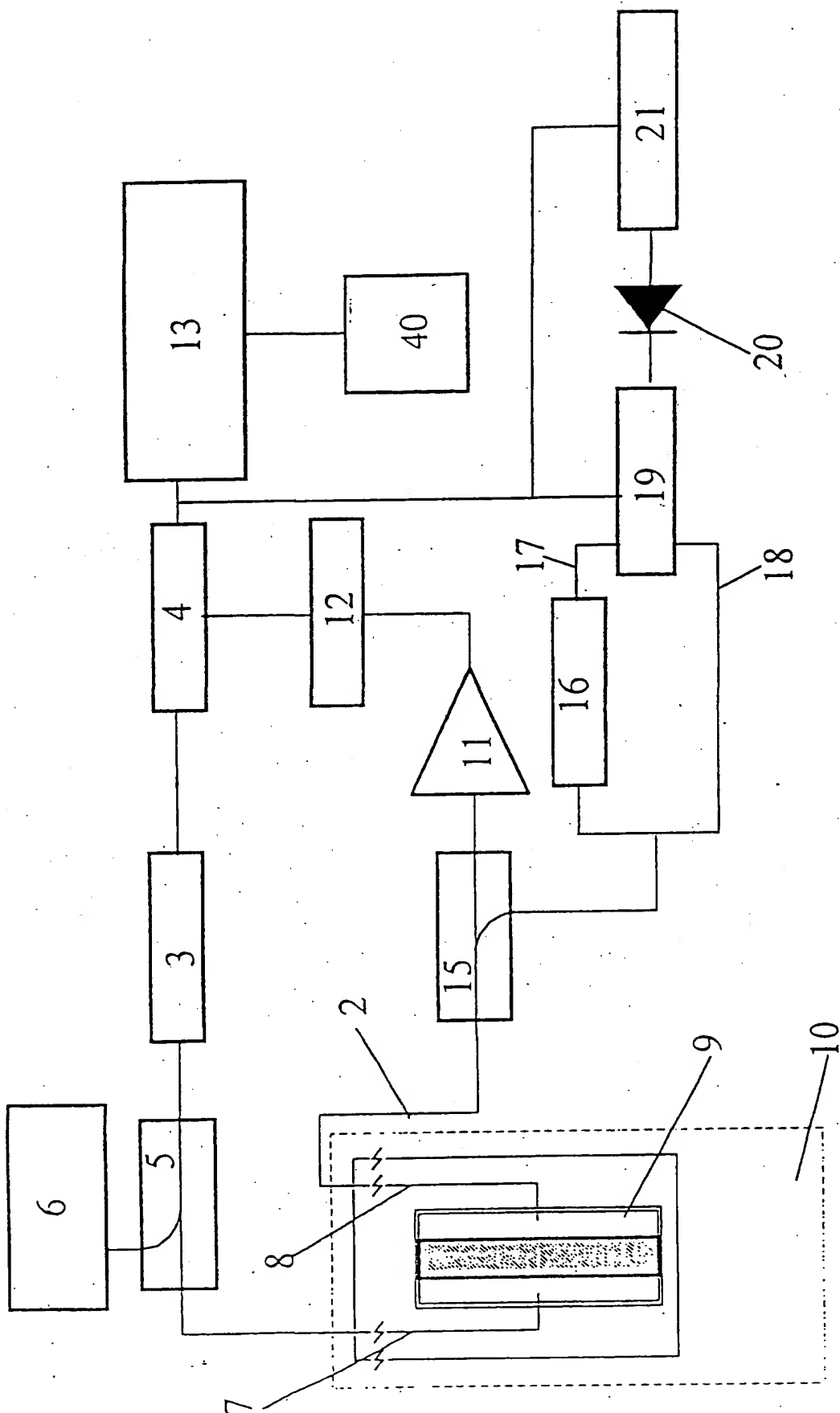
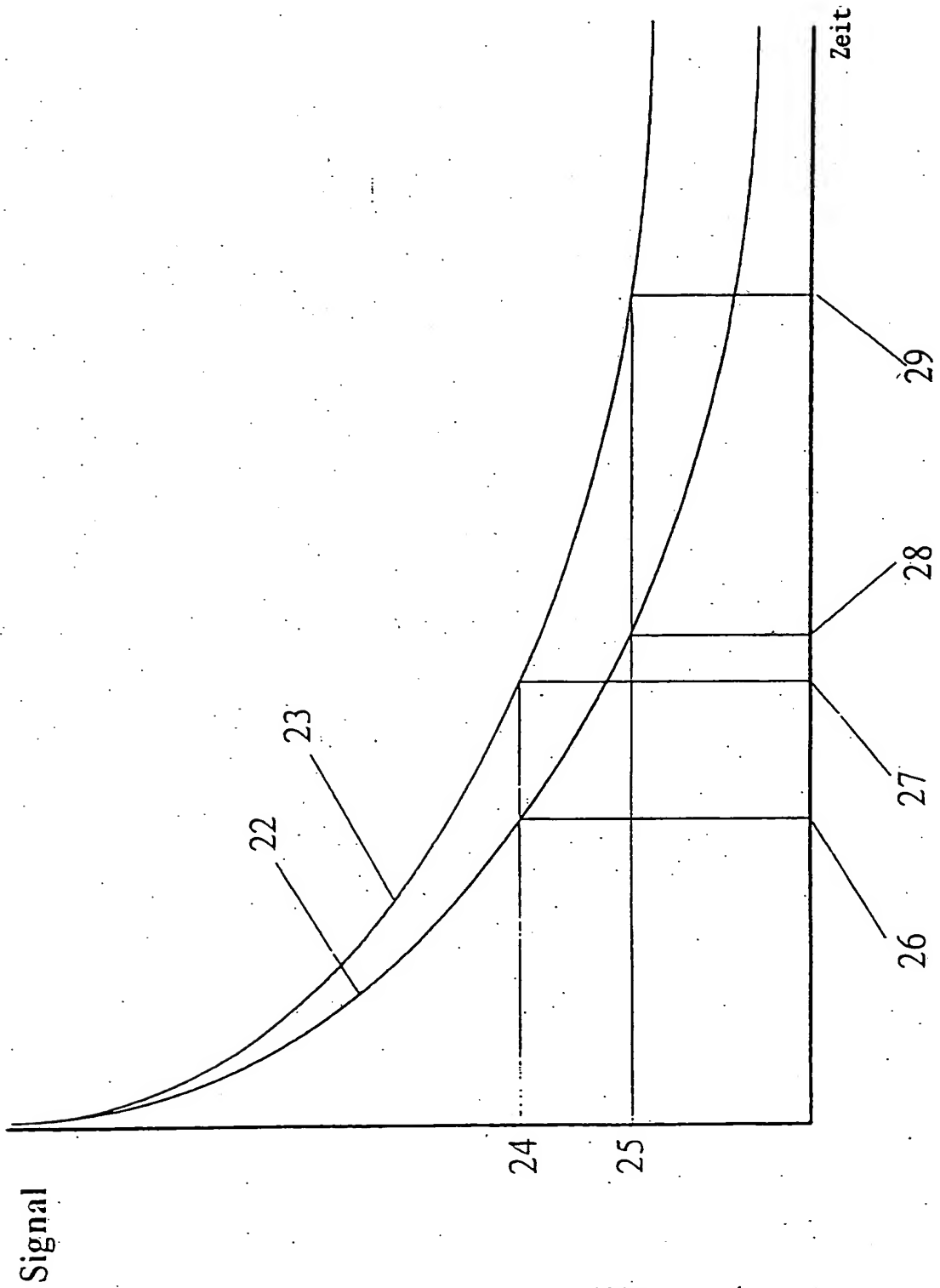


Figure 3

24.09.98

28



Figur 4

24.09.98

29

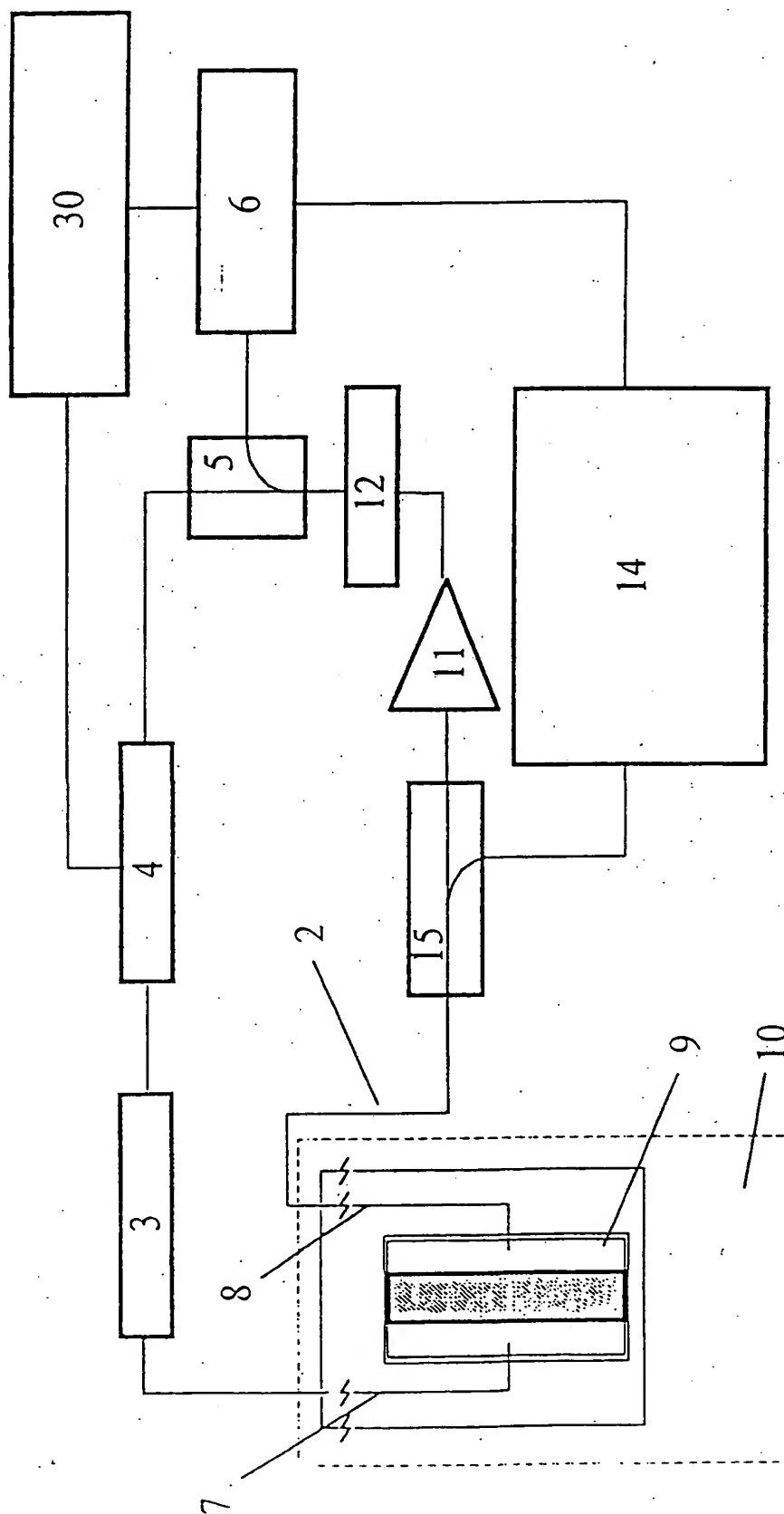
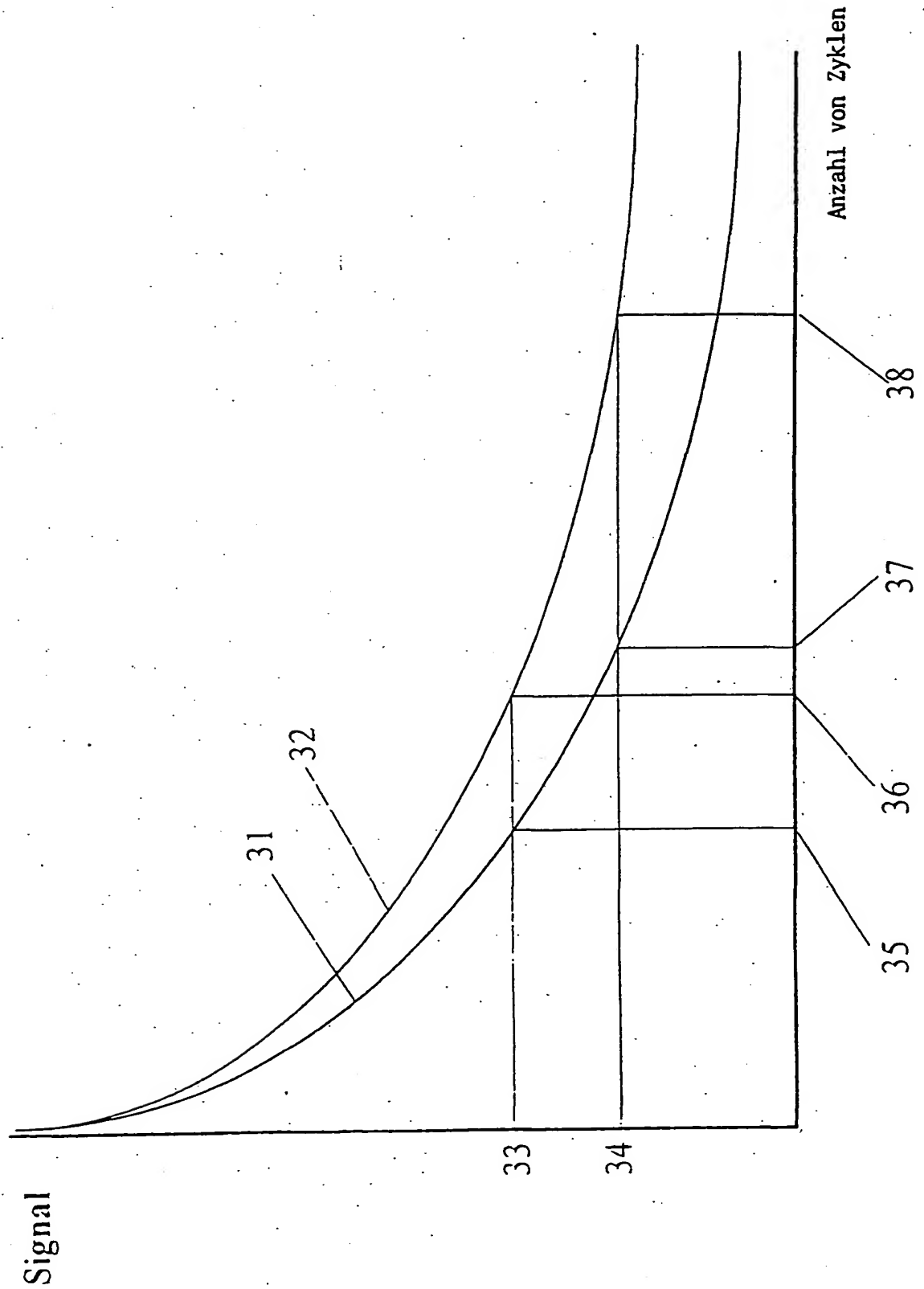


Figure 5

24.09.98

30



Figur 6

